

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日 2002年12月 2日
Date of Application:

出願番号 特願2002-349363
Application Number:

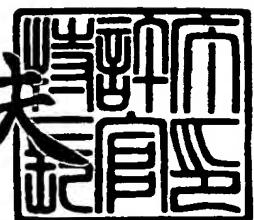
[ST. 10/C] : [JP2002-349363]

出願人 三洋電機株式会社
Applicant(s):

2003年10月31日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今井康夫



【書類名】 特許願

【整理番号】 KGA1020088

【提出日】 平成14年12月 2日

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 G11B 7/005

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号 三洋電機株式会社内

【氏名】 栗原 信二

【特許出願人】

【識別番号】 000001889

【氏名又は名称】 三洋電機株式会社

【代理人】

【識別番号】 100071283

【弁理士】

【氏名又は名称】 一色 健輔

【選任した代理人】

【識別番号】 100084906

【弁理士】

【氏名又は名称】 原島 典孝

【選任した代理人】

【識別番号】 100098523

【弁理士】

【氏名又は名称】 黒川 恵

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 011785

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 ノイズ除去回路、及びノイズ除去方法

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 入力信号の位相について 180 度の奇数倍シフトした 180 度シフト信号を出力する 180 度奇数倍シフト手段と、

前記入力信号と前記 180 度シフト信号との差を出力する差分出力手段と、
を備えたことを特徴とするノイズ除去回路。

【請求項 2】 入力信号の位相について 360 度の整数倍シフトした 360 度シフト信号を出力する 360 度シフト手段と、

前記入力信号と前記 360 度シフト信号との和を出力する和出力手段と、
を備えたことを特徴とするノイズ除去回路。

【請求項 3】 入力信号の位相について 180 度の奇数倍シフトした 180 度シフト信号を出力する 180 度奇数倍シフト手段と、

前記入力信号の位相について 360 度の整数倍シフトした 360 度シフト信号を出力する 360 度シフト手段と、

前記入力信号に対し、前記 180 度シフト信号との差、なおかつ前記 360 度シフト信号との和についての演算の結果を出力する演算出力手段と、

を備えたことを特徴とするノイズ除去回路。

【請求項 4】 前記入力信号と前記 180 度シフト信号とを同期させる同期信号を出力する同期信号出力手段を備え、

前記差分出力手段は、前記同期信号に応じて前記差を出力することを特徴とする請求項 1 または 3 に記載のノイズ除去回路。

【請求項 5】 前記入力信号と前記 360 度シフト信号とを同期させる同期信号を出力する同期信号出力手段を備え、

前記和出力手段は、前記同期信号に応じて前記和を出力することを特徴とする請求項 2 または 3 に記載のノイズ除去回路。

【請求項 6】 前記同期信号出力手段は、フェーズ・ロックド・ループ回路で構成され、前記入力信号に基づき前記同期信号を生成することを特徴とする請求項 4 または 5 に記載のノイズ除去回路。

【請求項 7】 前記同期信号出力手段は、ディレイ・ロック・ループ回路で構成され、前記入力信号に基づき前記同期信号を生成することを特徴とする請求項4または5に記載のノイズ除去回路。

【請求項 8】 前記入力信号は、光ディスクの記録トラックから検出される回転制御用のウォブル信号であることを特徴とする請求項1乃至7のいずれかに記載のノイズ除去回路。

【請求項 9】 入力信号の位相について180度の奇数倍シフトした180度シフト信号を出力し、

前記入力信号に対する前記180度シフト信号の差を出力する、
ことを特徴とするノイズ除去方法。

【請求項 10】 入力信号の位相について360度の整数倍シフトした360度シフト信号を出力し、

前記入力信号に対する前記360度シフト信号の和を出力する、
ことを特徴とするノイズ除去方法。

【請求項 11】 入力信号の位相について180度の奇数倍シフトした180度シフト信号を出力し、

前記入力信号の位相について360度の整数倍シフトした360度シフト信号を出力し、

前記入力信号に対し、前記180度シフト信号との差、なおかつ前記360度シフト信号との和についての演算の結果を出力する、

ことを特徴とするノイズ除去方法。

【請求項 12】 前記入力信号は、光ディスクの記録トラックから検出される回転制御用のウォブル信号であることを特徴とする請求項9乃至11のいずれかに記載のノイズ除去方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、ノイズ除去回路、及びノイズ除去方法に関する。

【0002】

【従来の技術】

例えばハードディスク及び光ディスク等の信号記録装置及び信号再生装置において、信号のノイズ除去に関する従来技術を探り上げる。例えば、レーザー光を利用してデータ記録が可能な記録型の光ディスクには、CD-RやDVD-R, DVD+R等のデータ追記型(Write Once)の光ディスクと、CD-RWや、MD, DVD-RAM, DVD-RW, DVD+RW, MO等の書き換え可能型(ReWritable)の光ディスクとがある。

【0003】

この光ディスクの記録再生装置（以後、光ディスク装置と記する。）は、一構成例として、光ピックアップ、WBL（ウォブル信号）検出部、LPP検出部、ライトクロック生成部、デコーダ、スピンドルモータ、スピンドルサーボ回路、光ピックアップサーボ回路、プロセッサ、インターフェース部、エンコーダ、レーザー制御部、及びROMを有する。

【0004】

このうち、前述したWBL信号を抽出する回路を図11に示す。光ピックアップ11は、レーザ制御信号に基づいて光ビームを光ディスク1の記録トラックに照射する。WBL検出部12は、ウォブル(WBL)信号B.P.F. (Band Pass Filter)回路12a及びコンパレータ12b等によって構成される。光ビームBの反射光に基づいて検出されたラジアルパッシュプル信号SDTがウォブル信号B.P.F.回路12aに入力される。ウォブル信号B.P.F.回路12aにより、ラジアルパッシュプル信号SDTにおける高周波のノイズ成分の除去を図り、WBL信号成分A_WBLが抽出される（例えば、特許文献1参照。）。

【0005】

このWBL信号成分A_WBL（マイナス側）と基準電圧（プラス側）とをコンパレータ12bで比較することで2値化WBL信号を出力する。この2値化WBL信号は、前記のライトクロック生成部やスピンドルサーボ回路17などに出力される。

【0006】

【特許文献1】

特開2000-293855号公報

【0007】**【発明が解決しようとする課題】**

WBL信号成分A_WBLを抽出するにあたり、前述したように、ウォブル信号B_P_F回路12aにより、ラジアルプッシュプル信号SDTにおける高周波のノイズ成分の除去を図る。しかしながら、それでもなお、ウォブル信号B_P_F回路12aを通過したWBL信号成分A_WBLにはノイズ成分量が残存していた。

このノイズ成分量が増大すると、光ディスクの記録時や再生時のクロックにジッターが発生する。このジッターの発生により、光ディスクの回転速度とクロックとの同期が取れなくなり、適切な記録や再生ができなくなるといった問題があった。

【0008】

また、ウォブル信号は、ディスクやピックアップのコンディションで振幅変調がかかることがある。ウォブルに振幅変調がかかると、正確にウォブル信号を読み取れなくなることがあった。

【0009】

さらに、ディスクの傷などによって、ウォブル信号がどうしても欠落することがある。この結果、ウォブル信号を使った制御系に悪影響を及ぼすことがあった。

【0010】

さらにまた、ディスクの保護膜のムラや複屈折、及びピックアップのコンディション等の影響により、ウォブル信号には、ディスクの回転周期の交流信号が重畠することがあった。その結果、正確にウォブル信号を読み取りにくくなることがあった。

【0011】**【課題を解決するための手段】**

本発明に係るノイズ除去回路では、入力信号の位相について180度の奇数倍

シフトした180度シフト信号を出力する180度奇数倍シフト手段と、前記入力信号と前記180度シフト信号との差を出力する差分出力手段とを備える。

このことにより、入力信号のノイズ成分を効果的に低減することができる。

【0012】

また、本発明に係るノイズ除去回路では、入力信号の位相について360度の整数倍シフトした360度シフト信号を出力する360度シフト手段と、前記入力信号と前記360度シフト信号との和を出力する和出力手段とを備える。

このことにより、入力信号のノイズ成分を効果的に低減することができる。

【0013】

さらに、本発明に係るノイズ除去回路では、入力信号の位相について180度の奇数倍シフトした180度シフト信号を出力する180度奇数倍シフト手段と、前記入力信号の位相について360度の整数倍シフトした360度シフト信号を出力する360度シフト手段と、前記入力信号に対し、前記180度シフト信号との差、なおかつ前記360度シフト信号との和についての演算の結果を出力する演算出力手段とを備える。

このことにより、入力信号に対し、180度シフト信号との差をとるとともに、360度シフト信号との和をとった演算結果により、より効率的なノイズ除去効果が得られる。

【0014】

また、前記入力信号と前記180度シフト信号とを同期させる同期信号を出力する同期信号出力手段を備え、前記差分出力手段は、前記同期信号に応じて前記差を出力することとしてもよい。

このことにより、同期信号出力手段によって、入力信号と180度シフト信号とを同期させることができる。したがって、位相シフトの動作をより精度よく行うことができる。

【0015】

さらに、前記入力信号と前記360度シフト信号とを同期させる同期信号を出力する同期信号出力手段を備え、前記和出力手段は、前記同期信号に応じて前記和を出力することとしてもよい。

のことにより、同期信号出力手段によって、入力信号と360度シフト信号とを同期させることができる。したがって、位相シフトの動作をより精度よく行うことができる。

【0016】

さらにまた、前記同期信号出力手段は、フェーズ・ロックド・ループ回路で構成され、前記入力信号に基づき前記同期信号を生成することとしてもよい。

のことにより、フェーズ・ロックド・ループ回路によって、入力信号とシフト信号とを同期させることができる。したがって、位相シフトの動作をより精度よく行うことができる。

【0017】

また、前記同期信号出力手段は、ディレイ・ロック・ループ回路で構成され、前記入力信号に基づき前記同期信号を生成することとしてもよい。

のことにより、ディレイ・ロック・ループ回路とすることで、入力信号とシフト信号とを同期させることができる。したがって、位相シフトの動作をより精度よく行うことができる。また、周波数の引き込みを行うフェーズ・ロックド・ループ回路を用いた場合に比べ、高速な位相調整を行うことができる。

【0018】

前記入力信号は、光ディスクの記録トラックから検出される回転制御用のウォブル信号であることとしてもよい。

のことにより、ウォブル信号のノイズ成分を低減することができ、光ディスクの記録時や再生時におけるクロックのジッターの発生を防止できる。よって、光ディスクの回転速度とクロックとの同期が取れなくなるといった、ウォブル信号のノイズを原因とする問題を解消でき、適切な記録や再生が可能となる。

【0019】

本発明に係るノイズ除去方法では、入力信号の位相について180度の奇数倍シフトした180度シフト信号を出力し、前記入力信号に対する前記180度シフト信号の差を出力することとする。

のことにより、入力信号のノイズ成分を効果的に低減することができる。

【0020】

また、本発明に係るノイズ除去方法では、入力信号の位相について360度の整数倍シフトした360度シフト信号を出力し、前記入力信号に対する前記360度シフト信号の和を出力することとする。

このことにより、入力信号のノイズ成分を効果的に低減することができる。

【0021】

さらに、本発明に係るノイズ除去方法では、入力信号の位相について180度の奇数倍シフトした180度シフト信号を出力し、前記入力信号の位相について360度の整数倍シフトした360度シフト信号を出力し、前記入力信号に対し、前記180度シフト信号との差、なおかつ前記360度シフト信号との和についての演算の結果を出力することとする。

このことにより、入力信号に対し、180度シフト信号との差をとるとともに、360度シフト信号との和をとった演算結果により、より効率的なノイズ除去効果が得られる。

【0022】

前記入力信号は、光ディスクの記録トラックから検出される回転制御用のウォブル信号であることとしてもよい。

このことにより、ウォブル信号のノイズ成分を低減することができ、光ディスクの記録時や再生時におけるクロックのジッターの発生を防止できる。よって、光ディスクの回転速度とクロックとの同期が取れなくなるといった、ウォブル信号のノイズを原因とする問題を解消でき、適切な記録や再生が可能となる。

【0023】

【発明の実施の形態】

====第1実施例====

図1乃至図7を参照し、第1実施例について説明する。まずノイズ除去の原理を表す図1のブロック図に示すように、 $(2n-1) * 180$ 度位相シフト回路(180度奇数倍シフト手段)100は、入力信号Iの信号成分について、位相を $(2n-1) * 180$ 度シフトした信号(以下、『180度シフト信号』と称する)を生成し、オペアンプOP10の非反転入力端子(+)に出力する。なお、『n』は整数である。また、このオペアンプ(差分出力手段)OP10の反転

入力端子（-）には、入力信号 I が入力される。

よって、オペアンプ OP1 の出力 O は、入力信号 I と 180 度シフト信号との差となる。このことで、入力信号 I のノイズ除去回路を構成する。

この入力信号 I のノイズが除去される原理について、数式を用いて説明する。

【0024】

純粋なウォブル信号を $W_O = A * \sin(\omega t)$ 、及びノイズ成分を $N(t)$ とすると、入力信号 $I(t)$ は、 $I(t) = A * \sin(\omega t) + N(t)$ で表される。本実施例のノイズ除去原理では、入力信号 $I(t)$ に対し、この入力信号成分を $(2n-1) * 180$ 度（ n は整数）位相シフトした信号との差をとる。

すなわち、入力信号成分を $(2n-1) * 180$ 度（ n は整数）位相シフトした信号、つまり、 $I(t - (2n-1) * \pi)$ は $A * \sin(\omega t - (2n-1) * \pi) + N(t)$ で表される。よって、入力信号 $I(t)$ に対し、この入力信号の信号成分を $(2n-1) * 180$ 度位相シフトした信号の差をとると、 $I(t) - I(t - (2n-1) * \pi) = A * (\sin(\omega t) - \sin(\omega t - (2n-1) * \pi)) + \sqrt{(2 * N(t)^2)} = 2 * A * \sin(\omega t) + \sqrt{2} * N(t)$ で表される。

【0025】

つまり、もともと入力信号 $I(t)$ の S/N 比は $A/N(t)$ であるが、このノイズ除去後の S/N 比は $\sqrt{2} * A/N(t)$ となり、 S/N 比が $\sqrt{2}$ 倍向上する結果が得られる。

【0026】

これらの数式で表現されるノイズ除去の動作を実現する具体的な回路について、図2乃至図7を参照して説明する。前述した図1に示される位相シフト回路の具体的な回路構成を図2に示す。オペアンプ OP1 の反転入力端子（-）には、抵抗 R_1 を介し、コンデンサ C_1, C_2 及び抵抗 R_3 を通じて、入力信号 $I(t)$ が入力される。また、オペアンプ OP1 の非反転入力端子（+）は接地される。そして、このオペアンプ OP1 の出力は、コンデンサ C_1, C_2 及び抵抗 R_3 を介し、オペアンプ OP1 の反転入力端子（-）に帰還する。加えて、このオペ

アンプOP1の出力端子に接続された抵抗R4の出力は、抵抗R2を介し、抵抗R1における信号入力側の端子に帰還する。

【0027】

オペアンプOP1の出力は、抵抗R4を介し、バッファBUF1を通じて出力される。このバッファBUF1の出力信号が、抵抗R1に入力される入力信号の信号成分について、位相を $(2n-1) * 180$ 度シフトした信号となる。

【0028】

====第1実施例の変形例1====

前述した図1に示される第1実施例の変形例1について、図3を参照して説明する。本変形例1では、入力信号Iとの同期をとるべく、図1に示される第1実施例におけるノイズ除去回路をDLL(ディレイ・ロック・ループ)位相調整型にする。すなわち、位相シフト回路を周波数コントロール型とともに、この位相シフト回路の出力をインバータで反転して位相比較器(同期信号出力手段)の一方の入力端子(入力2)に入力させる。この位相比較器の他方の入力端子(入力1)には、入力信号Iが入力される。位相比較器の出力は、同期信号たる周波数コントロール信号として、周波数コントロール型位相シフト回路に入力される。なお、この位相比較器の出力の高周波ノイズは、コンデンサC0で除去される。

【0029】

この位相比較器によって、入力信号と180度シフト信号とを同期させることができる。したがって、位相シフト回路の位相シフトの動作をより精度よく行うことができる。

また、DLL位相調整型とすることで、後述する周波数の引き込みを行うPLLに比べ、高速な位相調整を行うことができる。

【0030】

図3の周波数コントロール型位相シフト回路の具体的な回路構成を図4に示す。前述した図2の位相シフト回路において、各コンデンサC1, C2を可変型のものVC1, VC2とし、周波数制御信号でもって、これら可変型コンデンサVC1, VC2の容量を変化させる。この容量の変化により、入力信号の信号成分

について、位相を $(2n-1) * 180$ 度シフトした信号とする。

【0031】

次に、図3の位相比較器の具体的な回路構成を図5に示す。D型フリップフロップ（略して『D-F F』）、インバータ及び定電流源からなる回路群を二群組み合わせて構成する。具体的には、位相比較器は、二つの入力1, 2に応じ、周波数コントロール信号を出力する。一方の入力1は、D-F F 1のクロック端子CとD-F F 2のリセット端子Rに入力される。また、D-F F 1の出力Qは、オンオフ信号としてスイッチ1に供給されるとともに、インバータ1を介し、D-F F 2のデータ端子Dに供給される。他方の入力2は、D-F F 2のクロック端子CとD-F F 1のリセット端子Rに入力される。また、D-F F 2の出力Qは、オンオフ信号としてスイッチ2に供給されるとともに、インバータ2を介し、D-F F 1のデータ端子Dに供給される。

【0032】

このような構成の位相比較器は、スイッチSW1とスイッチSW2とを相補的にオンオフする。このことにより、D-F F 1の出力QとD-F F 2の出力Qとは、周波数コントロール信号として、交互にシフト回路へ出力される。

【0033】

====第1実施例の変形例2====

前述した図1に示される第1実施例の変形例2について、図6を参照して説明する。本変形例1では、入力信号Iとの同期をとるべく、図1に示される第1実施例におけるノイズ除去回路をPLL（フェーズ・ロックド・ループ）位相調整型にする。すなわち、前述した図3の変形例1に対し、VCO回路（同期信号出力手段）が追加されている。この変形例2の説明にあたり、前述した図3の変形例1に対し、相違する部分を中心に説明する。前述した図5に示す位相比較器（同期信号出力手段）の出力は、同期信号たる周波数コントロール信号として、前述した図4に示す周波数コントロール型位相シフト回路に入力されるとともに、VCO回路に入力される。このVCO回路の出力が位相比較器に帰還入力される（入力2）。なお、この位相比較器の出力の高周波ノイズは、コンデンサC0で除去される。

【0034】

この位相比較器を含むPLL回路によって、入力信号と180度シフト信号とを同期させることができる。したがって、位相シフト回路の位相シフトの動作をより精度よく行うことができる。

【0035】

また、この実施例のノイズ除去回路では、周波数コントロール型位相シフト回路とVCO回路を同一のチップ上に集積した場合、両者の回路の中心周波数に相関ができる。このため、より精度良く位相制御ができる。

【0036】

このVCO回路について、具体的な回路構成を図7に示す。オペアンプOP70の出力はインバータで反転される。このインバータの反転出力がVCO回路の出力として図6の位相比較器に入力される。このインバータの反転出力は、抵抗R70、並びに、可変コンデンサVC71, VC72及び抵抗R71を介し、オペアンプOP70の反転入力端子（-）に帰還する。加えて、このオペアンプOP70の出力は、可変コンデンサVC70, VC70及び抵抗R71を介し、オペアンプOP70の反転入力端子（-）に帰還する。また、このオペアンプOP70の非反転入力端子（+）は接地されている。

【0037】

そして、位相比較器からの周波数制御信号でもって、可変型コンデンサVC70, VC71の容量を変化させる。この容量の変化により、VCO回路の出力が変化する。

【0038】

====第2実施例====

図8及び図9を参照し、第2実施例について説明する。まずノイズ除去の原理を示す図8のブロック図に示すように、 $n * 360$ 度位相シフト回路（360度シフト手段）200により、入力信号Iの信号成分について、位相を $n * 360$ 度シフトした信号（以下、『360度シフト信号』と称する）を生成してオペアンプ（和出力手段）OP20の一方の非反転入力端子（+）に出力する。なお、『n』は整数である。また、このオペアンプOP20の他方の非反転入力端子（

+) には、入力信号 I が入力される。よって、オペアンプ O P 2 0 の出力 O は、入力信号 I と 360 度シフト信号とを加算した和となる。このことで、入力信号 I のノイズ除去回路を構成する。

【0039】

図 8 の位相シフト回路の具体的な回路構成を図 9 に示す。すなわち、前述した第 1 実施例を示す図 2 の回路におけるバッファ B U F 1 に代えて、図 9 ではオペアンプ O P 2 及び抵抗 R 5 を更に一段設ける。図 9 において、図 2 の回路と共通する部分の説明は、前述した第 1 実施例の通りである。図 2 の回路と相違する部分として、オペアンプ O P 1 の出力は、抵抗 R 4 を介し、オペアンプ O P 2 の反転入力端子 (-) に入力される。このオペアンプ O P 2 の非反転入力端子 (+) は接地されている。また、このオペアンプ O P 2 の出力は、抵抗 R 5 を介し、オペアンプ O P 2 の反転入力端子 (-) に帰還する。このオペアンプ O P 2 の出力信号が、抵抗 R 2 に入力される入力信号 I の信号成分について、位相を $n * 360$ 度シフトした信号となる。

【0040】

なお、本実施例においても、図 3 及び図 6 の第 1 実施例と同様、位相比較器や V C O 回路を設け、D L L 位相調整型や P L L 位相比較型とした変形例が実施可能である。

【0041】

この入力信号 I のノイズが除去される原理について数式を用いて説明する。

純粋なウォブル信号を $W O = A * \sin(\omega t)$ 、及びノイズ成分を $N(t)$ とすると、入力信号 $I(t)$ は、 $I(t) = A * \sin(\omega t) + N(t)$ で表される。本実施例のノイズ除去原理では、入力信号 $I(t)$ に対し、この入力信号成分を $n * 360$ 度 (n は整数) 位相シフトした信号を加算して、和をとる。

すなわち、入力信号成分を $n * 360$ 度 (n は整数) 位相シフトした信号、つまり、 $I(t - 2n\pi)$ は $A * \sin(\omega t - 2n\pi) + N(t)$ で表される。よって、入力信号に対し、この入力信号の信号成分を $n * 360$ 度 (n は整数) 位相シフトした信号の和をとると、 $I(t) + I(t - 2n\pi) = A * (\sin$

$(\omega t) + \sin(\omega t - 2n\pi) + \sqrt{2 * N(t)^2} = 2 * A * \sin(\omega t) + \sqrt{2 * N(t)}$ で表される。

つまり、もともと入力信号 $I(t)$ の S/N 比は $A/N(t)$ であるが、このノイズ除去後の S/N 比は $\sqrt{2 * A/N(t)}$ となり、 S/N 比が $\sqrt{2}$ 倍向上する結果が得られる。

【0042】

====第3実施例====

図10を参照し、第3実施例について説明する。本実施例は、ノイズ除去の原理を表す図10に示すように、前述した図1乃至図7に示す第1実施例と、図8及び図9に示す第2実施例とを組み合わせた内容である。この組み合わせによる相乗効果が得られる。

【0043】

すなわち、 $(2n-1) * 180$ 度位相シフト回路100は、入力信号 I の信号成分について、位相を $(2n-1) * 180$ 度シフトした信号（以下、『180度シフト信号』と称する）を生成してオペアンプ（演算出力手段）OP30の反転入力端子（-）に出力する。なお、『n』は整数である。

【0044】

なおかつ、 $n * 360$ 度位相シフト回路200により、入力信号 I の信号成分について、位相を $n * 360$ 度シフトした信号（以下、『360度シフト信号』と称する）を生成してオペアンプOP30の非反転入力端子（+）に出力する。なお、『n』は整数である。そして、このオペアンプOP30の非反転入力端子（+）には、入力信号 I が入力される。

【0045】

よって、オペアンプOP30の出力Oは、入力信号 I に対し、360度シフト信号を加算するとともに、180度シフト信号との差をとった結果となる。このことで、入力信号 I のノイズ除去回路を構成する。

【0046】

なお、このオペアンプOP30は、公知の3入力オペアンプで構成する。または、2入力オペアンプの二段構成としてもよい。つまり、非反転入力端子（+）

及び反転入力端子（-）を備える第一の2入力オペアンプと、二つの非反転入力端子（+）を備える第二の2入力オペアンプとで2入力オペアンプで構成する。すなわち、第一の2入力オペアンプに180度シフト信号及び360度シフト信号を入力する。この第一の2入力オペアンプの出力と入力信号Iとを第二の2入力オペアンプの入力とする。この第二の2入力オペアンプの出力が、前述したオペアンプOP30の出力Oとなる。

【0047】

この入力信号Iのノイズが除去される原理について、数式を用いて説明する。入力信号に対し、この入力信号の信号成分を $n * 360$ 度（nは整数）位相シフトした信号との和をとり、なおかつ、この入力信号の信号成分を $(2n - 1) * 180$ 度（nは整数）位相シフトした信号との差をとった信号は、 $I(t) + I(t - 2n\pi) - I(t - (2n - 1) * \pi) = A * (\sin(\omega t) + \sin(\omega t - 2n\pi) - \sin(\omega t - (2n - 1) * \pi)) + \sqrt{3 * N(t)^2} = 3 * A * \sin(\omega t) + \sqrt{3 * N(t)^2}$ で表される。

【0048】

つまり、もともと入力信号I(t)のS/N比はA/N(t)であるが、このノイズ除去後のS/N比は $\sqrt{3} * A/N(t)$ となり、S/N比が $\sqrt{3}$ 倍向上する結果が得られる。これは、前述した第1実施例及び第2実施例によるS/N比の向上であるのに対し、S/N比は $\sqrt{3}$ 倍向上する。

【0049】

====ウォブル信号のノイズ除去への適用====

本発明の応用例として、前述した第1乃至3実施例のノイズ除去回路をウォブル信号に適用する。すなわち、図1乃至図10のノイズ除去回路の入力信号は、光ディスクの記録トラックから検出される回転制御用のウォブル信号である。すなわち、従来技術の欄で説明した図11のウォブル信号B.P.F.回路12aから出力されるWB_L信号成分A_WB_Lがノイズ除去回路の入力信号となる。そして、このノイズ除去回路から出力されるノイズ除去済みの出力信号が図12のコンパレータ12bの反転入力端子（-）に入力される。

【0050】

よって、ウォブル信号のノイズ成分を低減することができ、光ディスクの記録時や再生時におけるクロックのジッターの発生を防止できる。したがって、光ディスクの回転速度とクロックとの同期が取れなくなるといった、ウォブル信号のノイズを原因とする問題を解消でき、適切な記録や再生が可能となる。

【0051】

また、ディスクやピックアップのコンディションにより、ウォブル信号の振幅が変調されても、その位相をシフトして和及び／又は差をとるため、振幅変調は平均化される。その結果、正確にウォブル信号を読みとることができる。

【0052】

さらに、ウォブル信号が欠落した場合でも、その位相をシフトして和もしくは差をとるため、欠落したウォブル信号は補間される。このため、ウォブル信号を使った制御系に対する悪影響を防止できる。

【0053】

さらにまた、ウォブルに対してディスクの回転周期の交流信号が重畠しても、 $(2n - 1) * 180$ 度 (nは整数) 位相シフトし差をとるノイズ除去回路は、直前の信号との差をとるため、DCオフセットやディスクの回転周期の交流信号をリジェクトできる。したがって、正確にウォブル信号を読み取ることができる。

【0054】

以上、本発明の実施の形態について、その実施の形態に基づき具体的に説明したが、これに限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲で種々変更可能である。

【0055】

【発明の効果】

ウォブル信号等のS/N比を向上できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の第1実施例に係るノイズ除去の原理を示すブロック図である。

【図2】 本発明の第1実施例に係る図1に示される位相シフト回路の具体

的な回路図である。

【図 3】 本発明の第 1 実施例の変形例 1 に係るノイズ除去回路の回路図である。

【図 4】 本発明の第 1 実施例の変形例 1 に係る図 3 の周波数コントロール型位相シフト回路の具体的な回路図である。

【図 5】 本発明の第 1 実施例の変形例 1 に係る図 3 の位相比較器の具体的な回路構成を示す回路図である。

【図 6】 本発明の変形例 2 に係るノイズ除去回路の回路図である。

【図 7】 本発明の実施の形態に係る VCO 回路の回路図である。

【図 8】 本発明の第 2 実施例に係るノイズ除去の原理を示すブロック図である。

【図 9】 本発明の第 2 実施例に係るノイズ除去回路の具体的な回路図である。

【図 10】 本発明の第 3 実施例に係るノイズ除去の原理を示すブロック図である。

【図 11】 光ディスクの記録再生装置における WBL 検出部 12 及び LPP 検出部 13 を主とする機能ブロック図である。

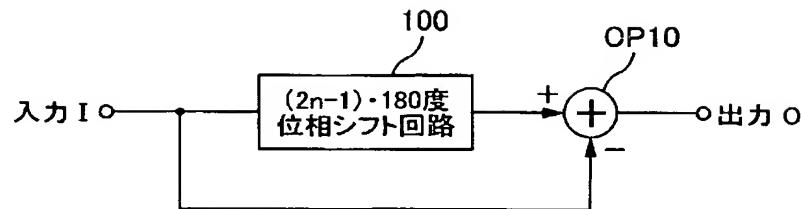
【符号の説明】

- 1 光ディスク
- 11 光ピックアップ
- 12 a ウオブル (WBL) 信号 B. P. F. (Band Pass Filter) 回路
- 12 b コンパレータ、13 LPP 検出部
- 13 a レベル切り替え回路
- 13 b 振幅調整回路、13 c 差分演算器
- 13 d LPP 検出スライス・レベル調整用 DAC
- 13 e コンパレータ
- 19 プロセッサ
- 100 $(2n - 1) * 180$ 度位相シフト回路 (180 度奇数倍シフト手段)
- 200 $n * 360$ 度位相シフト回路 (360 度シフト手段)

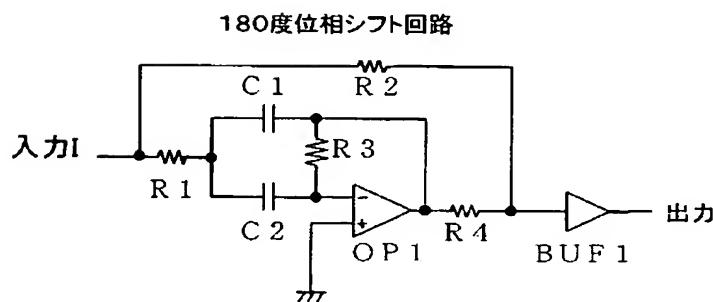
- OP10 オペアンプ（差分出力手段）
- OP20 オペアンプ（和出力手段）
- OP30 オペアンプ（演算出力手段）

【書類名】 図面

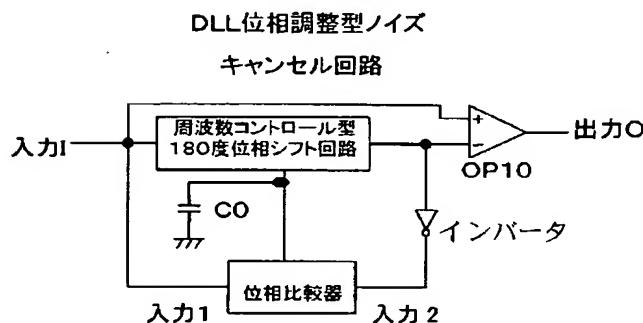
【図 1】



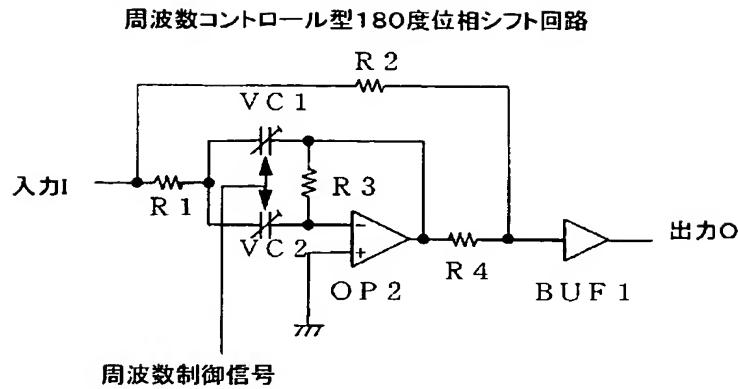
【図 2】



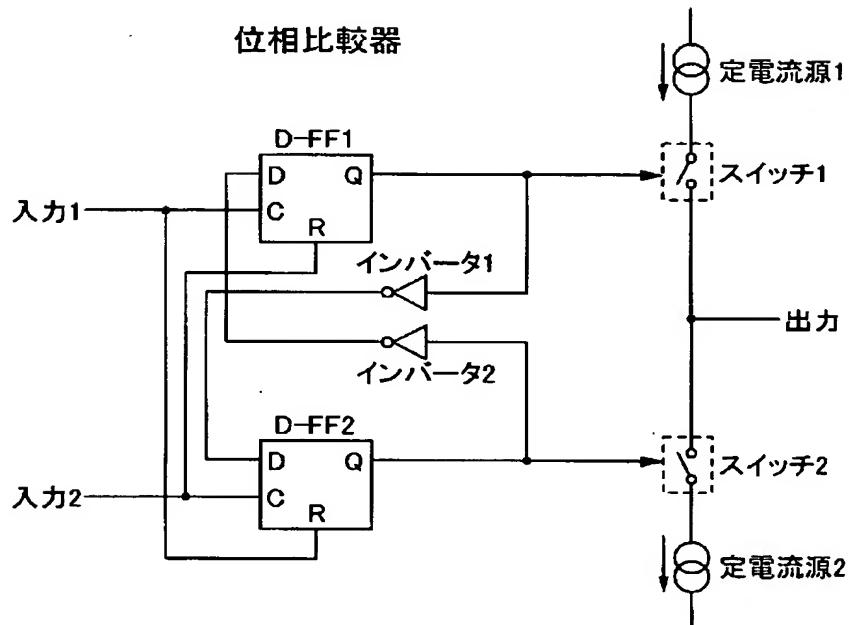
【図 3】



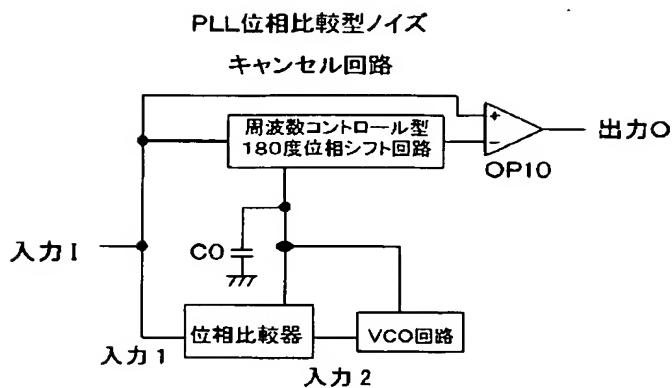
【図4】



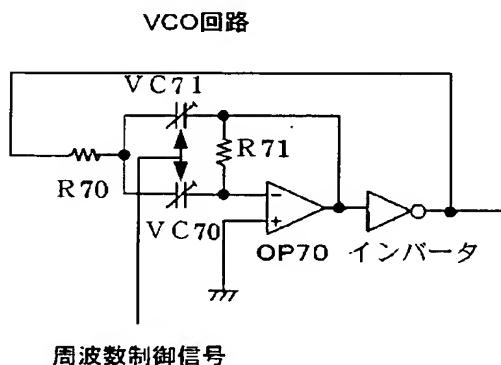
【図5】



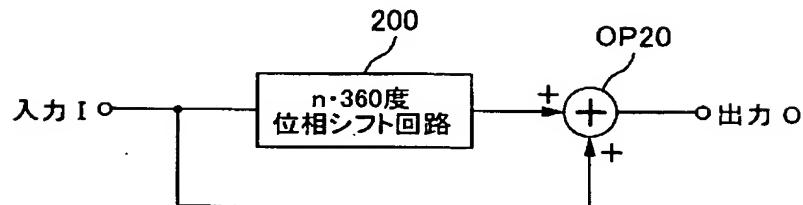
【図 6】



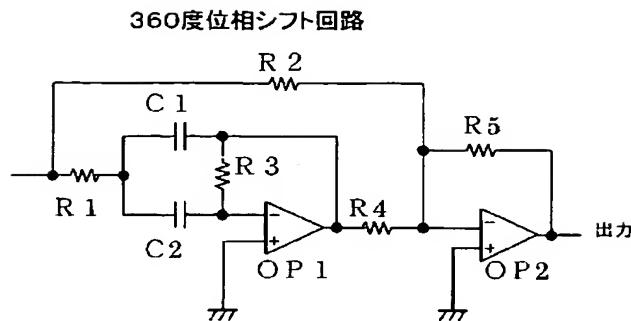
【図 7】



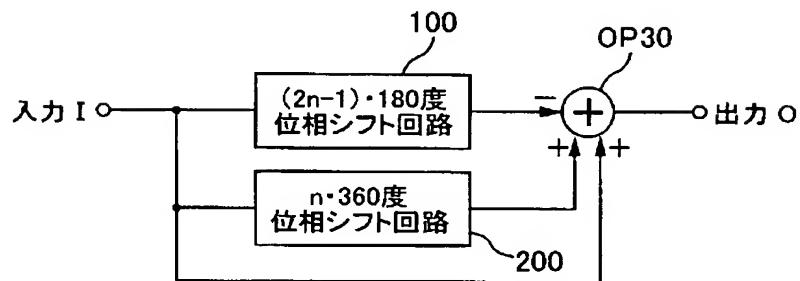
【図 8】



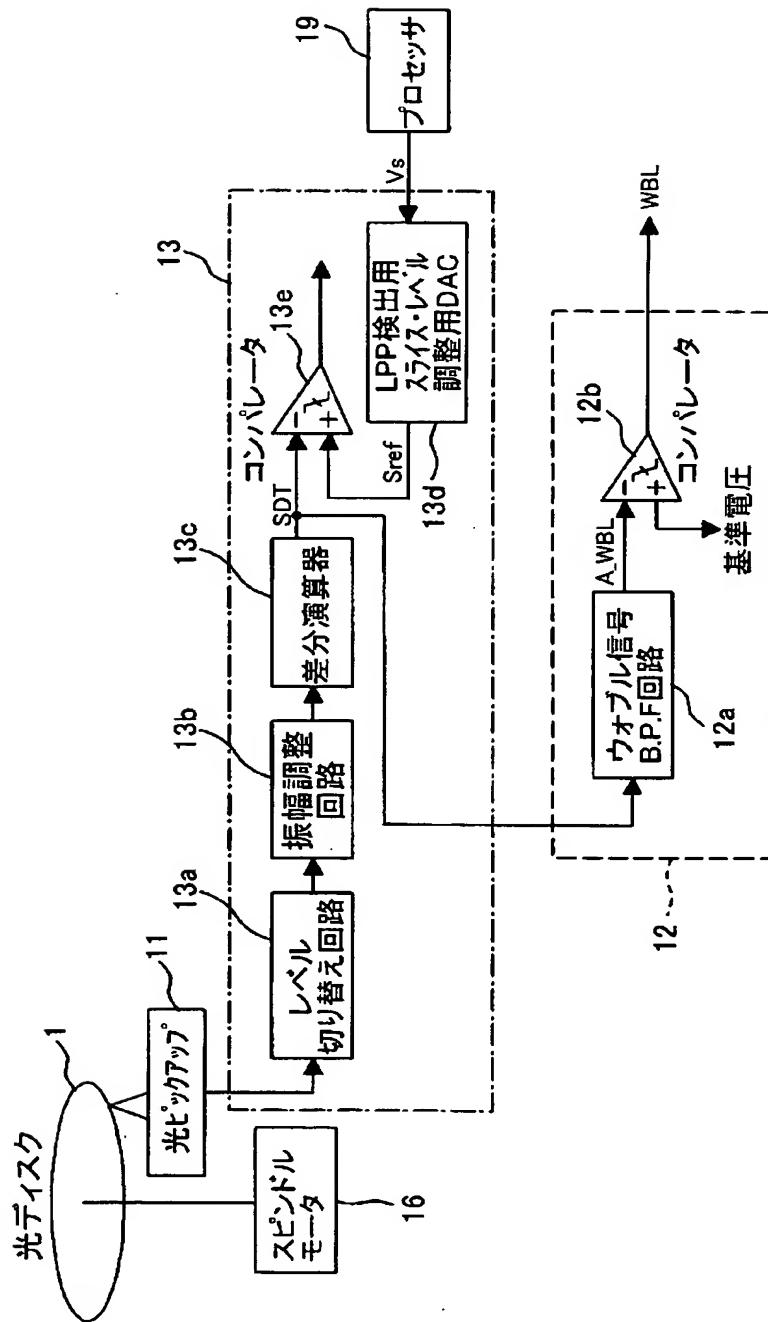
【図 9】



【図 10】



【図 11】



【書類名】 要約書

【要約】

【解決手段】 入力信号の位相について 180 度の奇数倍シフトした 180 度シフト信号を出力する 180 度奇数倍シフト手段と、前記入力信号と前記 180 度シフト信号との差を出力する差分出力手段と、を備える。また、入力信号の位相について 360 度の整数倍シフトした 360 度シフト信号を出力する 360 度シフト手段と、前記入力信号と前記 360 度シフト信号との和を出力する和出力手段と、を備える。

【選択図】 図 1

特願 2002-349363

出願人履歴情報

識別番号 [00001889]

1. 変更年月日 1993年10月20日
[変更理由] 住所変更
住 所 大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号
氏 名 三洋電機株式会社